

მაკორექტირებელი რგოლის პარამეტრების სინთეზის ამოცანა

ომარ კოტრიკაძე, ქეთევან კოტრიკაძე, ალექსანდრე დემეტრაშვილი
საქართველოს ტექნიკური უნივერსიტეტი

რეზიუმე

მაკორექტირებელი რგოლების პარამეტრების სინთეზის ამოცანის გადაჭრა ავტომატური რეგულირების სისტემების დაგეგმარებისას საკმაოდ მნიშვნელოვანი ამოცანაა, რადგანაც მაკორექტირებელი რგოლების პარამეტრების წინასწარი შერჩევით შესაძლებელია სისტემის უცვლელი ნაწილის შენარჩუნება. სტატიაში განხილულია მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი რგოლის ანალიზი ფესვური ჰოდოგრაფებით და ნაჩვენებია მისი პარამეტრების სინთეზის ამოცანის გადაჭრის ხერხები.

საკვანძო სიტყვები: მაკორექტირებელი რგოლი. სინთეზის ამოცანა. იდეალური გადაცემის ფუნქცია. ფესვური ჰოდოგრაფი.

1. შესავალი

პასიური მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი მაკორექტირებელი რგოლი ფართოდ გამოიყენება მართვის სისტემებში. მნიშვნელოვანია ასეთი ტიპის რგოლებისთვის შესაბამისი პარამეტრების შერჩევა და ასევე იმ გარემოების გათვალისწინება, რომ მაკორექტირებელი რგოლის შემავალი სიგნალის წყაროს გასავალი სიგნალი პრაქტიკულად შეუძლებელია უგულვებლყოფილი იყოს შესაბამისი გათვლების ჩატარებისას.

საზოგადოდ, ცნობილია, რომ ყველა ტიპის მაკორექტირებელი რგოლებისთვის ისეთი მახასიათებლები, როგორებიცაა გადაცემის ფუნქცია, ლოგარითმულ-ამპლიტუდურ სიხშირული მახასიათებლები და სხვადასხვა სახის პარამეტრები მოცემულია სპეციალურ ცხრილებში. თუმცა ამ ცხრილებში შემავალი სიგნალის წყაროს გამოსავალი სიდიდე ნულის ტოლია, რაც სინამდვილეში ასე არ არის. ჩვენი მიზანია გავითვალისწინოთ აღნიშნული გარემოება და გადავჭრათ პასიური მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი მაკორექტირებელი რგოლის პარამეტრების სინთეზის ამოცანა ფესვური ჰოდოგრაფის მეთოდის გამოყენებით.

2. ძირითადი ნაწილი

განვიხილოთ პასიური მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელ მაკორექტირებელი რგოლის დინამიკა ცნობილი ფესვური ჰოდოგრაფების მეთოდის გამოყენებით. აღნიშნული რგოლის სქემა ნაჩვენებია 1-ელ ნახაზზე. როგორც ნახაზიან ჩანს აღნიშნულ რგოლს აქვს r , c წყარო. სქემაში E - შემავალის სიგნალის წყაროს ემმ-ა, R_1 და R_2 - წინაღობებია; C_1 და C_2 - ტევადობებია, ხოლო R_{α} - დატვირთვის წინააღობაა [1,2,3].

ასეთი რგოლის იდეალური გადაცემის ფუნქციაა:

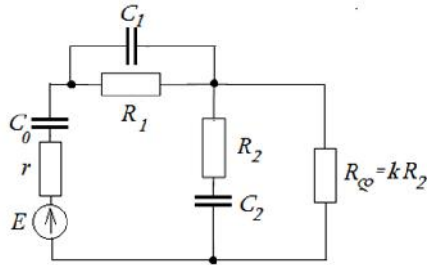
$$W_E^{\text{ოდ}}(S) = \frac{(I_1 S + 1)(I_2 S + 1)}{(I_3 S + 1)(I_4 S + 1)}, \quad (1)$$

სადაც $T_1 = R_1 \cdot C_1$; $T_2 = R_2 \cdot C_2$; $T_3 + T_4 = T_1 + \alpha \cdot T_2$; $\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$; $T_3 T_4 = T_1 T_2$.

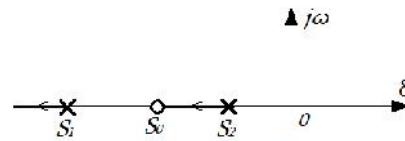
თუ ვისარგებლებთ ამ თანაფარდობებით, მაშინ შეიძლება განსაზღვრული იქნას T_3 და T_4 რგოლის პარამეტრების საშუალებით ან T_1 და T_2 -ით [2].

$$T_3 = 2 \left[\left(\frac{1}{T_2} + \frac{\alpha}{T_1} \right) + \sqrt{\left(\frac{1}{T_2} - \frac{\alpha}{T_1} \right)^2 + \frac{4}{T_1 T_2} (\alpha - 1)} \right]^{-1} \quad (2)$$

$$T_4 = 2 \left[\left(\frac{1}{T_2} + \frac{\alpha}{T_1} \right) - \sqrt{\left(\frac{1}{T_2} - \frac{\alpha}{T_1} \right)^2 + \frac{4}{T_1 T_2} (\alpha - 1)} \right]^{-1} \quad (3)$$



ნახ. 1



ნახ. 2

შემავალი სიგნალის წყაროს გამოსავალი წინაღობის ოპერატორები შეიცავს აქტიურ და ტევადურ მდგენელებს. ამ შემთხვევაში, გვექნება შემდეგი სახის თანაფარდობები:

$$Z_{\varphi} = r + \frac{1}{C_0 S}; \quad Z_1 = \frac{R_1}{R_1 C_1 S + 1}; \quad Z_2 = R_2 + \frac{1}{C_2 S}; \quad Z_{\varphi} = R_{\varphi} = k R_2. \quad (4)$$

თუ გავითვალისწინებთ ზემოთ მოყვანილ აღნიშვნებს (4), მაშინ შეგვიძლია მოცემული მაკორექტირებელი რგოლისათვის ჩავწეროთ გადაცემის ფუნქცია შემდეგი სახით:

$$W_{E \delta}(S) = \frac{U_{\delta}(S)}{E(S)} = \frac{Z_2 Z_{\varphi}}{(Z_{\varphi} + Z_1)(Z_{\varphi} + Z_2) + Z_{\varphi} Z_2} \quad (5)$$

(5) ფორმულის თანახმად მაკორექტირებელი რგოლის გადაცემის ფუნქცია იქნება:

$$W_{E \delta}(S) = \frac{\kappa \frac{T_2 S}{q} (T_1 S + 1)(T_2 S + 1)}{P^*(S)} \quad (6)$$

სადაც

$$P^*(S) = \frac{\kappa T_2 S}{q} \left[\left(\frac{m}{k} + m + 1 \right) T_1 T_2 \cdot S^2 + \left(\frac{m+q+1}{k} + q + 2 \right) T_1 + \left(\frac{m}{k} + m + 1 \right) T_2 \right] \cdot S + \frac{m+n+q+n}{k} + 1 + q + \frac{q}{\kappa T_2 S} \quad (7)$$

და $T_1 = R_1 C_1$; $T_2 = R_2 C_2$; $m = \frac{r}{R_2}$; $n = \frac{R_1}{R_2}$; $q = \frac{C}{C_0}$ (ანალიზის გამარტივების მიზნით ვთვლით $C_1 = C_2 = C$).

თუ (7) ჩავსვამთ (6) – ში, მივიღებთ:

$$W_{E \delta}(S) = \frac{(T_1 S + 1)(T_2 S + 1)}{P_1(S)} \quad (8)$$

სადაც

$$P_1(S) = \left(\frac{m}{k} + m + 1 \right) T_1 T_2 \cdot S^2 + \left[\left(\frac{m+q+1}{k} + q + 2 \right) T_1 + \left(\frac{m}{k} + m + 1 \right) T_2 \right] \cdot S + \frac{m+n+q+n}{k} + 1 + q + \frac{q}{\kappa T_2 S} \quad (9)$$

თუ ჩავთვლით, რომ R_{φ} საკმაოდ დიდია, მაშინ (9)-ის მნიშვნელობა იქნება $P_1(S)$ -ის ზღვარი, როცა $k \rightarrow \infty$.

ცხადია, რომ

$$\lim_{k \rightarrow \infty} P_1(S) = (m + 1)T_1T_2 \cdot S^2 + [(q + 2)T_1 + (m + 1)T_2] \cdot S + 1 + q = P(S) \quad (10)$$

ამ შემთხვევაში (8) გადაცემის ფუნქცია მიიღებს სახეს:

$$W_{E\delta}^*(S) = \frac{(T_1S+1)(T_2S+1)}{P(S)} \quad (11)$$

დავადგინოთ (11) პოლინომის ჰოდოგრაფები, როცა $q \in [0; +\infty)$. ამ მიზნით (11) ასე გადავწეროთ:

$$(m + 1)T_1T_2 \cdot S^2 + (2T_1 + (m + 1)T_2)S + 1 + q(T_1S + 1) = 0 \quad (12)$$

თუ $q=0$, მაშინ მივიღებთ (7) პოლინომის ფესვური ჰოდოგრაფის საწყისს წერტილებს:

$$S_{1,2} = \frac{-(2T_1 + (m+1)T_2) \pm \sqrt{4T_1^2 + (m+1)^2T_2^2}}{2(m+1)T_1T_2} \quad (13)$$

თუ $q \rightarrow \infty$, მაშინ მივიღებთ ერთ საბოლოო წერტილს $S_0 = -\frac{1}{T_1}$.

S_1 , S_2 და S_0 მნიშვნელობების შედარების შედეგად დავრწმუნდებით, რომ $S_1 < S_0 < S_2$, მაშინ (7)-ის ფესვურ ჰოდოგრაფებს ექნება სახე (ნახ. 2). აქედან ჩანს, რომ q -ს ნებისმიერი მნიშვნელობისთვის (7) პოლინომის ფესვები ნამდვილი უარყოფითი რიცხვებია [4].

აქვე უნდა აღვნიშნოთ, რომ $S_2^{ol} < S_1$, $S_2^{ol} \in (S_0; S_2)$, რაც მიუთითებს იმაზე, რომ q -ს შერჩევით შეიძლება S_1^{ol} ან S_2^{ol} ფესვის ზუსტად მიღება, ხოლო მეორე ფესვი მიღებული იქნება მიახლოებით.

ყოველივე ზემოაღნიშნული განვიხილოთ მაგალითზე. მოცემულია: $r=100$ ომი, $C_0=2$ მკვ, $m=0,01$, $T_1=0,02$ წმ, $T_2=0,05$ წმ,

ვიპოვოთ რგოლის პარამეტრები და q -ს მნიშვნელობა, რომელიც უზრუნველყოფს (1) გადაცემის ფუნქციის მიღებას.

მიღებული აღნიშვნების თანახმად,

$$R_2 = \frac{r}{m} = 100 \text{ კომი, თუ } C_1 = C_2 = C, \text{ მაშინ } \frac{T_1}{T_2} = \frac{R_1}{R_2} = 0,4, \text{ აქედან, } R_1 = 4 \text{ კომი, ხოლო}$$

$$\alpha = n + 1 = 1,4 \text{ და } C = \frac{T_1}{R_1} = 5 \text{ მკვ}$$

(7) პოლინომს ექნება სახე:

$$P(S) = 1,01 \cdot 10^{-3} \cdot S^2 + (0,0905 + 0,02q) \cdot S + q + 1 \quad (14)$$

(2)-ის მიხედვით ფესვური ჰოდოგრაფების საწყისი წერტილებია: $S_1 = -76,694$ და $S_2 = -12,91$; საბოლოო წერტილია: $S_0 = -\frac{1}{T_1} = -50$.

(1) გადაცემის ფუნქციის პოლუსებია: $S_1^{ol} = -77,0156$ და $S_2^{ol} = -12,9844$.

ვთქვათ, q შერჩეული უნდა იქნას ისე, რომ (14)-ის ერთი ფესვი იყოს S_2^{ol} . მაშინ q შეგვიძლია ვიპოვოთ პირობიდან $P(S_2^{ol}) = 0$, საიდანაც მივიღებთ: $q = 6,494 \cdot 10^{-3}$. q -ს ამ მნიშვნელობისას მეორე ფესვი იქნება:

$$(S_1^{ol})^* = \frac{q + 1}{1,01 \cdot 10^{-3} \cdot S_2^{ol}} = -76,748$$

სადაც $(S_1^{ol})^*$ არის S_1^{ol} -ის მიახლოებითი მნიშვნელობა, რომელიც S_1^{ol} -სგან განსხვავდება 0,35%-ით და პრაქტიკულად სავსებით მისაღები სიზუსტეა.

თუ q -ს მნიშვნელობას ვიპოვით პირობიდან $P(S_1^{\text{ოლ}}) = 0$, ანუ ზუსტად მივიღებთ $S_1^{\text{ოლ}}$ -ის ფესვს, ხოლო $S_2^{\text{ოლ}}$ -ს განვსაზღვრავთ მიახლოებით, მაშინ მივიღებთ $q = 0,0385$. q -ს ამ მნიშვნელობისას (14)-ის მეორე ფესვი იქნება: $(S_1^{\text{ოლ}})^* = -13,35077$, რომელიც $S_2^{\text{ოლ}}$ -გან განსხვავდება 2,8%-ით; ასეთი სიზუსტეც პრაქტიკულად მისაღებია, მაგრამ უარესია, ვიდრე პირველ შემთხვევაში. მიუხედავად ამისა, უპირატესობა მაინც მეორე ვარიანტს უნდა მივანიჭოთ, რადგან მეორე შემთხვევაში q -ს მნიშვნელობა მეტია, ვიდრე პირველ შემთხვევაში. q -ს მნიშვნელობის გაზრდით მცირდება C_0 ტევადობასთან პარალელურად ჩასართველი კონდენსატორის ტევადობა.

განხილული მაგალითისთვის (1) გადაცემის ფუნქციაა:

$$W_{E_{\beta}}^{\text{ოლ}}(S) = \frac{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)}{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)} \quad (15)$$

თუ $q = 6,494 \cdot 10^{-3}$, მაშინ (1)-ის ნაცვლად მივიღებთ:

$$W_{E_{\beta}}^I = \frac{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)}{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)} \quad (16)$$

ხოლო თუ $q = 0,0385$, მივიღებთ გადაცემის ფუნქციას:

$$W_{E_{\beta}}^I(S) = \frac{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)}{(0,0 \cdot S+1)(0,0 \cdot S+1)} \quad (17)$$

პრაქტიკულად ,

$$W_{E_{\beta}}^{\text{ოლ}}(S) = W_{E_{\beta}}^I(S) = W_{E_{\beta}}^I(S). \quad (18)$$

3. დასკვნა

მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი მაკორექტირებელი რგოლის ანალიზი ფესვური ჰოდოგრაფების საშუალებით შედარებით მარტივი და ლოგიკურია. აღნიშნული მეთოდის გამოყენება უფრო ნათლად აჩვენებს მაკორექტირებელი რგოლის იდეალური გადაცემის ფუნქციასთან მიახლოებების საშუალებებს.

ლიტერატურა - References – Литература:

1. Бессекерский В.А. (1996). Руководство по проектированию систем автоматического управления. -М., изд. „Высшая школа“
2. კოტრიკაძე ო., კოტრიკაძე ქ. (2010). პასიური მაინტეგრებელ-მადიფერენცირებელი მაკორექტირებელი რგოლების ანალიზი ფესვური ჰოდოგრაფებით, ა. ელიაშვილის „მართვის სისტემების ინსტიტუტი“, შრ.კრ. N14, თბ.
3. Зайцев Т.Ф. (1989). Коррекция систем автоматического управления потаянного и переменного тока. -М., изд. „Энергия“
4. Evans W.R. (1950). Control systems sintesis by root locus method. Trans AJEE 69
5. Котрикадзе О.Г. (2004). Аналитические основы построения корневых годографов. Сб. Док. Межд. научной конф. "Проблемы управления и энергетики", №8, Тб.
6. Richard C., Dorf R.H. (2008). Modern Control Systems. USA: Pearson Education Inc.

THE PROBLEM OF SYNTHESIS PARAMETERS CORRECTION ELEMENT

Kotrikadze Omar, Kotrikadze Ketevan, Demetrashvili Alexander
Georgian Technical University

Summary

Solving the problem of the synthesis of the parameters of the corrective element is a very important task for Automatic Control Systems, since the preliminary selection of correction parameters can ensure the stability of an unchanged part of the Automatic Control System. The article is considered to the analysis of the integrating- differentiation corrective element by the root locus method and given solutions to the problem of parameter synthesis.

ЗАДАЧА СИНТЕЗА ПАРАМЕТРОВ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО ЗВЕНА

Котрикадзе О., Котрикадзе К., Деметрашвили А.
Грузинский Технический Университет

Резюме

корректирующего звена